

대한민국 특허청

KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

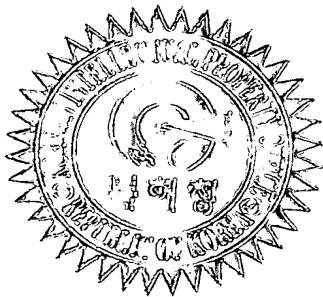
별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출원번호 : 10-2003-0006597
Application Number

출원년월일 : 2003년 02월 03일
Date of Application FEB 03, 2003

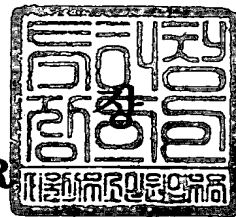
출원인 : 한국과학기술원
Applicant(s) Korea Advanced Institute of Science and Technology



2003 년 05 월 13 일

특 허 청

COMMISSIONER



**【서지사항】**

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【제출일자】	2003.02.03
【발명의 명칭】	P I D 제어기의 최적 게인 선정방법
【발명의 영문명칭】	A Being Most Suitable Gain Selection Method of PID Controller
【출원인】	
【명칭】	한국과학기술원
【출원인코드】	3-1998-098866-1
【대리인】	
【성명】	손은진
【대리인코드】	9-1998-000269-1
【포괄위임등록번호】	2000-041655-2
【발명자】	
【성명의 국문표기】	장평훈
【성명의 영문표기】	CHANG, Pyung Hun
【주민등록번호】	511030-1090715
【우편번호】	305-701
【주소】	대전광역시 유성구 구성동 373-1
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	정제형
【성명의 영문표기】	JUNG, Je Hyung
【주민등록번호】	740617-1019219
【우편번호】	305-701
【주소】	대전광역시 유성구 구성동 373-1
【국적】	KR
【심사청구】	청구
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인 손은진 (인)

【수수료】

【기본출원료】 20 면 29,000 원

【가산출원료】 8 면 8,000 원

【우선권주장료】 0 건 0 원

【심사청구료】 4 항 237,000 원

【합계】 274,000 원

【감면사유】 정부출연연구기관

【감면후 수수료】 137,000 원

【첨부서류】 1. 요약서·명세서(도면)_1통

【요약서】**【요약】**

본 발명은 PID 제어기의 설계에 관한 것으로, 특히 로봇 매니퓰레이터와 같이 2차 상 변환형식(phase variable form)으로 표현되는 비선형 MIMO(Multi Input Multi Output) 시스템에 PID 제어기 사용시 PID 제어기의 계인을 체계적으로 선정하는 PID 제어기의 최적 계인 선정방법에 관한 것이다.

본 발명은 최적 계인의 선정을 위해 샘플링 데이터 시스템(sampled data system)에서 PID 제어기와 시간지연제어(Time Delay Control)의 상관 관계를 보이고 이를 바탕으로 체계적으로 PID 제어기를 설계하는 방법을 제공하는 것이 특징이며, 또한, 본 발명은 제어 대상 시스템의 차수를 n 이라 했을 때 $3n$ 개의 PID 제어기 계인들을 한 개나 n 보다 작은 개수의 파라미터로 체계적으로 선정할 수 있는 방법을 제공하는 것이 특징이다.

【대표도】

도 4a

【색인어】

PID, 제어기, 계인

【명세서】**【발명의 명칭】**

P I D 제어기의 최적 게인 선정방법{A Being Most Suitable Gain Selection Method of PID Controller}

【도면의 간단한 설명】

도 1a는 종래의 PID 제어기 공조에 대한 실시예도.

도 1b는 종래의 PID 제어기 공조에 대한 다른 실시예도.

도 1c는 종래의 PID 제어기 공조에 대한 또 다른 실시예도.

도 2는 본 발명의 전체 제어 시스템 구성도.

도 3은 본 발명에 있어서 PID 제어기와 제어대상 시스템을 포함한 블록 다이어그램.

도 4a, b는 본 발명의 동작 순서도.

도 5는 본 발명에 적용되는 대상 시스템인 6자유도 퓨마로봇 매니 플레이터 구성도

도 6a는 본 발명에서 제안한 방법으로 설계한 PID 제어기를 대상 시스템에 적용한 경우 응답 오차 결과를 비교한 그래프.

도 6b는 본 발명에서 제안한 방법으로 설계한 PID 제어기를 대상 시스템에 적용한 경우 제어 입력 결과를 비교한 그래프.

* 도면의 주요부분에 대한 부호의 설명 *

21: 컴퓨터

22: I/O 보드

23: 대상 시스템

31: PID 컨트롤러

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

- <13> 본 발명은 PID 제어기의 설계에 관한 것으로 2차 상 변환형식(phase variable form)으로 표현되는 비선형 MIMO(Multi Input Multi Output) 시스템에 PID 제어기 사용 시 PID 제어기의 계인을 체계적으로 선정하는 PID 제어기의 최적 계인 선정방법(알고리즘)에 관한 것이다.
- <14> PID 제어기의 계인 동조(tuning)에 관한 특허는 다수가 있다. 관련 특허들을 분석해 보면 크게 하드웨어(Hardware)적으로 PID 제어기를 구성할 때 계인 동조(tuning)를 위해 어떻게 회로를 구성할 것인가 하는 방향과 소프트웨어(Software)적으로 PID 제어기의 계인을 동조(tuning)하는 방법에 관한 방향(알고리즘)으로 나눌 수 있다.
- <15> 본 발명은 PID 제어기 계인 선정의 방법을 제안하는 알고리즘에 관한 특허이기 때문에 이와 관련된 종래의 특허에 대하여 설명하기로 한다.
- <16> US6081751 : System and method for closed loop autotuning of PID controllers.
- <17> US5971579 : Unit and method for determining gains a of PID controller using a genetic algorithm.
- <18> US5742503 : Use of saturation relay feedback in PID controller tuning.
- <19> US5331541 : PID control unit.

- <20> US5229699 : Method and an apparatus for PID controller tuning.
- <21> US5057993 : Method and system for acquiring parameters in process control.
- <22> US4754391 : Method of determining PID parameters and an autotuning controller using the method.
- <23> US4466054 : Improved proportional integral-derivative control apparatus.
- <24> 위 특허들은 기본적으로 온라인 동조(online tuning) 방법으로 제어 과정에서 세트 포인트 값(setpoint value)과 처리 변화(process variable)를 측정하여 제안하는 알고리즘에 의해 PID 제어기 게인을 자동으로 동조(tuning)하는 방법들에 관한 것이다.
- <25> 먼저 US6081751 특허는 도 1a와 같은 순서도로 PID 제어기의 게인 동조(tuning) 방법을 제안하고 있다. 이를 설명하면 릴레이(Relay)를 통해 발생한 진동의 주기와 진폭을 이용하여 Ziegler-Nichols method나 중간 스텝(intermediate step)을 통하여 PID 제어기의 새로운 게인을 구하는 방법이다. US5971579 특허는 도 1b와 같은 시스템을 통해 유전 알고리즘(genetic algorithm)을 이용하여 PID 제어기의 게인을 동조(tuning)하는 방법을 제시하고 있다.
- <26> US5742503 특허는 변환기능(transfer function)을 이용하여 변환기능(transfer function)의 파라미터를 두 단계를 통하여 구하고 이를 이용하여 정확한 PID 제어기의 파라미터를 구하는 방법을 제시하고 있다.
- <27> US5331541 특허는 스텝 응답 방법(step response method)을 이용하여 참고값(reference)이 변화는 경우 신원확인(identification)을 통하여 상승도달(rise reach)

지점에서 지연시간(idle time)과 기울기(slope)를 이용하여 PID 제어기의 파라미터들을 구하는 방법을 제안하고 있다.

- <28> US5229699 특허는 PID 제어기의 게인중 비례 게인(proportional control gain)을 증가시켜 원하는 진동(oscillation)을 만든 뒤 이를 이용하여 주기와 진폭을 측정하고 이를 통하여 최종 이득(ultimate gain)과 최종 기간(ultimate period)을 구하고 다시 이 값들을 이용하여 PID 제어기의 파라미터들을 셋팅하는 방법을 제안하고 있다.
- <29> US5057993 특허는 신원확인 신호 발생기(identification signal generator)에서 나온 신호를 이용하여 처리(process)를 거치고 나온 제어된 변환출력(controlled variable output)의 데드 타임(dead time)과 최대 경사(maximum gradient)를 이용하여 PID 제어기의 초기값을 구하고, 이 초기값과 적응 구간(adaptive section)에서 구해진 펄스 변환 기능(pulse transfer function)과의 주파수 영역에서 부분 매칭 방법(partial matching method)를 통하여 PID 제어기의 파라미터들을 계산하는 방법을 제안하고 있다.
- <30> US4754391 특허는 처리과정(process)의 특성을 얻기 위해 제어된 처리과정(process)에서 발생된 한계 사이클(limit cycle)을 모니터링 하고 이를 이용하여 최적의 PID 제어기의 파라미터를 결정하는 방법을 제안하고 있다.
- <31> US4466054 특허는 PID 제어기와 비선형 제어기가 결합된 제어기를 제안하는데 여기에 처리과정(process)의 역동적 특성(dynamic characteristic)을 구하기 위한 부분과 이를 바탕으로 PID 제어기의 게인들을 결정하는 방법을 제안하고 있다. 도 1c가 이 방법을 나타내는 그림이다.

- <32> 이상 살펴본 바와 같이 종래의 기술들은 온라인으로 제어를 하는 과정에서 원하는 응답을 얻기 위해 PID 제어기의 계인을 자동적으로 동조(tuning)를 하는 방법과 그 방법을 하드웨어로 구현하는 방법에 대한 내용을 제시하고 있다.
- <33> 하지만 이런 방법들은 부가적인 시스템을 더 필요로 할뿐만 아니라 그 구조가 간단하다는 점을 장점으로 갖는 PID 제어기를 복잡하게 만들고 중간에 필요한 값들을 계산하는데 많은 노력을 요구한다.
- <34> 또한 종래의 기술들을 적용하기 위해서는 대상 시스템이 선형 시스템으로 제안되는 문제가 존재한다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

- <35> 따라서 본 발명에서는 2차 상 변환형식(phase variable form)으로 표현되는 비선형 MIMO 시스템에 대해 별도의 추가 장치없이 제어를 위한 컴퓨터와 I/O Board 만을 사용하고 그 컴퓨터 안에서 구현된 제어 프로그램을 통해 PID 제어기를 구현시 계인들을 체계적으로 설계하는 방법(알고리즘)을 제공하는데 그 목적이 있다.
- <36> 상기 목적을 달성하기 위한 수단으로,
- <37> 본 발명은 수학적으로 2차 변수형태로 표현되는 멀티인풋 멀티아웃풋(Multi Input Multi Output) 타입의 제어 대상시스템을 선정하는 단계(S1000); 선정된 상기 제어 대상시스템에 대해 PID(Proportion Derivation Integration) 및 TDC(Time Delay Control)의 각 파라미터가 상관관계를 갖도록 유도하는 단계(S2000); 상기 제어 대상시스템의 기초가 되는 오차 동역학을 갖도록 고유주파수 벡터(ω) 및 감쇠비 벡터(ξ)를 결정하

는 단계(S3000); 상기 결정된 고유주파수 벡터(ω) 및 감쇠비 벡터(ξ)를 기초로 상기 유도된 상관관계에서 상기 오차동역학을 갖도록 하는 상수대각 행렬 형태의 각 파라미터(K_D 와 K_P)를 결정하는 단계(S4000); 상기 제어 대상시스템의 샘플링 시간(Δt)을 결정하는 단계(S5000); 및 상기 상관관계를 기초로 PID 제어의 각 계인을 선정하는 단계(S6000);를 포함하여 이루어지는 것이 특징이다.

<38> 또한, 상기 상관관계를 유도하는 단계(S2000)는, 상기 선정된 제어대상시스템에 대해 PID 제어기의 비례계인 행렬(K) 및 샘플링시간(Δt)을 공유파라미터로 유도하는 단계(S3100); 상기 유도된 PID 제어기에 대해 상기 TDC의 각 파라미터가 수학적으로 대응하도록 관계충족파라미터(B^{-1})를 공유파라미터로 유도하는 단계(S3200); 및 상기 대응하는 각 파라미터별로 개별 도출하여 정리하는 단계(S3300);를 포함하는 것이 특징이다.

<39> 또한, 상기 TDC에서 상기 관계충족파라미터(B^{-1})는 상수 및 단위행렬의 곱으로 표현되고, 상기 PID제어기에서의 비례계인행렬(K)에 수학적으로 대응되는 것이 특징이다.

<40> 또한, 상기 PID제어기는 상기 제어대상시스템과 I/O 보드를 통해 전기적으로 연결되는 컴퓨터에 내장되어 각 파라미터별 상관관계를 입력된 소정조건에 따라 연산 처리하는 것이 특징이다.

【발명의 구성 및 작용】

<41> 이하, 본 발명의 바람직한 실시예를 첨부된 도면들을 참조하여 상세히 설명한다. 우선 각 도면의 구성요소들에 참조부호를 부가함에 있어서, 동일한 구성요소들에 대해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한 한 동일한 부호를 가지도록하고 있음에 유

의하여야 한다. 또한, 하기에서 본 발명을 설명함에 있어, 관련된 공지기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략한다.

<42> 먼저 본 발명은 도 2와 같은 하드웨어를 갖춘 시스템을 생각한다. 도 2는 본 발명의 구성 블록도로써 컴퓨터(21)와 I/O보드(22) 및 대상 시스템(23)으로 이루어지며, 이 시스템에서 PID 제어를 위한 프로그램은 컴퓨터(21)에서 구동이 되게 된다. 이 때 PID 제어를 위해 PID 제어기의 게인들을 설계하여야 하는데 그 설계 방법을 제시하고자 한다.

<43> 먼저 설계 방법을 다루기 전에 대상 시스템(23)의 형태를 설명하기로 한다.

<44> 본 발명에서 다룰 대상 시스템(23)은 2차 상 변환형식(phase variable form)으로 표현되는 비선형 MIMO(Multi Input Multi Output) 시스템으로 수학적으로는 식 (1)과 같은 형태를 갖는 시스템이다.

$$\dot{x} + A(x, \dot{x}) = B(x, \dot{x})u \quad (1)$$

<46> 여기서 시스템의 차수를 n이라고 했을 때 x는 제어하기를 위한 n×1변수 벡터를 의미하고 $A(x, \dot{x})$ 는 시스템의 마찰 등을 포함한 동역학(dynamics)을 의미하는 n×1비선형 벡터 항이고 $B(x, \dot{x})$ 는 입력 분포를 의미하는 n×n행렬 항이고 u는 시스템에 들어가는 n×1입력 변수 벡터를 나타낸다.

<47> 예를 들면 로봇 매니플레이터가 식 (1)과 같은 시스템에 해당하는데 이 경우는 x는 로봇 매니플레이터의 각 축의 회전각을 나타내는 벡터가 된다.

<48> 본 발명에서 제안하는 것은 식 (1)과 같은 시스템에 PID 제어 방법을 사용하여 u 를 설계함에 있어 PID 제어에 필요한 Proportional, Derivative, Integral gain을 설계하는 방법이다. 블록 다이어그램으로 본 발명의 전체 시스템을 표현하면 도 3과 같다. x_d 는 제어하기 원하는 궤적을 의미한다.

<49> PID 제어기(31)의 게인 설계를 위해 먼저 샘플링 데이터 시스템(sampled data system)에서 강인 제어 기법으로 알려진 시간 지연 제어(Time Delay Control)와 PID 제어기 사이의 관계를 밝힌다.

<50> 그리고 이를 이용하여 체계적인 설계 방법을 제시한다. 샘플링 데이터 시스템(Sampled data system)은 이산 시간 시스템과 연속 시간 시스템이 같이 있는 시스템을 의미하는데 실제로 식 (1)과 같은 시스템을 제어하는 경우 제어기로는 보통 컴퓨터(21)를 사용하는데 이런 경우 제어기는 컴퓨터는 이산 시간 시스템이 되고 제어 대상 시스템(23)은 연속 시간 시스템이 되어 샘플링 데이터 시스템(sampled data system)이 된다.

<51> 먼저 PID 제어기(31)에 대해 설명한다. 일반적으로 PID 제어기는 식 (2)와 같은 형태를 갖는다.

$$u(t) = K \left(e(t) + T_D \dot{e}(t) + T_I^{-1} \int_0^t e(\tau) d\tau \right) \quad (2)$$

<53> 여기서 $e(t) = x_d(t) - x(t)$ 인 오차 벡터이고 K 는 $n \times n$ 인 상수 대각 비례 게인

<54> 행렬, T_D 는 derivative time을 의미하는 $n \times n$ 인 대각 상수 행렬, T_I 는 reset 또는 integral time을 의미하는 n 대각 상수 행렬이다.

<55> 결국 PID 제어기(31)를 설계하는 뜻은 K , T_D , T_I 를 선정한다는 의미가 된다.

<56> 샘플링 데이터 시스템(Sampled data system)에서는 컴퓨터(21)에서 프로그램으로 식 (2)를 구현하기 때문에 시간 t 는 제어 시스템의 sampling time(Δt) 과 step 수 ($a=1,2,\dots,k$)의 조합으로 $t=a \cdot \Delta t$ 처럼 표현된다. 일반적으로 제어 변수 만을 측정할 수 있는 경우는 식 (3)처럼 수치미분을 통해서 구현이 되고 적분 부분은 식 (4)처럼 구현된다.

<57> 간단하게 표현하기 위해 Δt 는 생략한다.

<58>
$$e(a) = \frac{e(a) - e(a-1)}{\Delta t} \quad (3)$$

<59>
$$\int_0^t e(\tau) d\tau = \sum_{a=1}^k e(k) * \Delta t \quad (4)$$

<60> 식 (3)과 식 (4)를 식 (2)에 넣고 다시 정리를 해주면 식 (5)와 같아진다.

<61>
$$u(k) = K \left(e(k) + T_D \frac{e(k) - e(k-1)}{\Delta t} + T_I^{-1} \sum_{a=1}^k e(a) \cdot \Delta t \right) \quad (5)$$

<62> $u(k)$ 에서 $u(k-1)$ 를 빼고 다시 정리해 주면 식 (6)처럼 다시 쓸 수 있다.

<63>
$$u(k) - u(k-1) = K \cdot \Delta t \cdot \left(T_D \frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{\Delta t^2} + \frac{e(k) - e(k-1)}{\Delta t} + T_I^{-1} e(k) \right) \quad (6)$$

<64> 그러므로 샘플링 데이터(sampled data system)에서 PID 제어기는 식 (6)처럼 표현할 수 있다.

<65> 이제 시간 지연 제어(Time Delay Control(TDC))에 대해 설명한다. 시간 지연 제어(Time Delay Control)는 비선형 강인 제어 기법으로서 K. Youcef-Toumi 와 S.-T. Wu(1992)의 input/output liberalization using time delay control-*Trans. Of ASME, J. Dyn. Sys., Meas., Contr.*, vol. 114, pp. 10-19 논문에 설명되어 있다.

<66> 식 (1)과 같은 시스템에 TDC를 적용하는 경우 식 (7)과 같은 형태를 갖는다.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}(t-\lambda) + \overline{\mathbf{B}}^{-1}(-\dot{\mathbf{x}}(t-\lambda) + \dot{\mathbf{x}}_d(t) + \mathbf{K}_D \mathbf{e}(t) + \mathbf{K}_P \mathbf{e}(t)) \quad (7)$$

<68> 여기서 λ 는 시간 지연 값을 나타내고 \mathbf{K}_D 와 \mathbf{K}_P 는 TDC와 제어 대상 시스템을 포함한 전체 폐루프 시스템이 원하는 오차 동역학을 갖도록 결정하는 $n \times n$ 상수 대각 행렬을 의미한다. $\overline{\mathbf{B}}^{-1}$ 는 식 (8)의 관계를 만족하도록 선정되는 파라미터이다.

$$\|\mathbf{I} - \mathbf{B} \overline{\mathbf{B}}^{-1}\|_2 < \frac{1}{1 + [(1 + \beta_1 \gamma_P) \gamma_D + \beta_2 \gamma_{PD}] \lambda} \quad (8)$$

<70> 하첨자 i2는 induced matrix 2 norm을 의미하고

$\gamma_P = \|\mathbf{K}_P\|_2$, $\gamma_D = \|\mathbf{K}_D\|_2$, $\gamma_{PD} = \|\mathbf{K}_P - \mathbf{K}_D^2\|_2$ 을 나타낸다. β_1 과 β_2 는 L2 이득으로써 그 의미는 아래와 같다. 먼저 $\varepsilon(t)$ 를 식 (9)와 같이 정의한다.

$$\frac{e_i(s)}{\varepsilon_i(s)} = h_i(s) = \frac{1}{s^2 + k_{Di}s + k_{Pi}} \quad (9)$$

<72> 또한 H, G 를 $H: \mathbf{e} \rightarrow \mathbf{e}$, $G: \mathbf{e} \rightarrow \mathbf{e}$ 라하고 $\|\cdot\|_{\mathcal{L}^2}$ 는 시간 T 에서 truncated된 $\cdot(t)$ 의 \mathcal{L}^2 norm을 의미한다고 정의한다. 그리고 벡터 $\varepsilon(t)$ 의 각 element에 대해 operator $H: \varepsilon_i \rightarrow e_i$ 를 고려하면 ε_i 와 e_i 사이의 전달함수(transfer function)를 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\dot{e}_i(s)}{\varepsilon_i(s)} = h_i(s) = \frac{s}{s^2 + k_{Di}s + k_{Pi}} \quad (10)$$

<74> 또한 operator $G: \varepsilon_i \rightarrow \dot{e}_i$ 를 고려하면 ε_i 와 \dot{e}_i 사이의 전달함수를 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

<75>

$$\frac{\dot{\epsilon}_i(s)}{\epsilon_i(s)} = h_i(s) = \frac{s}{s^2 + k_{Di}s + k_{Pi}} \quad (11)$$

<76>

여기서 k_{Di} , k_{Pi} 는 각각 K_D , K_P 의 i 번째 대각성분을 나타낸다. 그럼 전달함수 L_2 의 이득은 식 (12)와 같이 정의된다.

<77>

$$\begin{aligned} \|H\|_2 &= \max_{\omega} |h_i(j\omega)| \\ \|G\|_2 &= \max_{\omega} |g_i(j\omega)| \end{aligned} \quad (12)$$

<78>

그리고 $\|H\|_2 = \|M_H\|_2$ 이고 $\|G\|_2 = \|M_G\|_2$ 이다. 또한 $(M_H)_{ii} = \max_{\omega} |h_i(j\omega)|$ 이고 $(M_G)_{ii} = \max_{\omega} |g_i(j\omega)|$ 이 된다. 따라서 β_1 과 β_2 는 식 (13)과 같이 구해진다.

<79>

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \|H\|_2 \\ \beta_2 &= \|G\|_2 \end{aligned} \quad (13)$$

<80>

PID 제어기에서와 마찬가지로 TDC도 sampled data system에서 사용하는 경우 시간 지연 값 λ 는 제어 시스템의 sampling time Δt 가 되고 $\ddot{x}(t-\lambda)$ 는 수치미분 방법중 오차가 적은 central difference 방법으로, $\ddot{x}_d(t)$, $\dot{e}(t)$ 는 backward difference 방법으로 식 (14)처럼 구현이 된다.

<81>

$$\begin{aligned} \ddot{x}(t-\lambda) &\rightarrow \frac{x(k) - 2x(k-1) + x(k-2)}{\Delta t^2} \\ \ddot{x}_d(t) &\rightarrow \frac{x_d(k) - 2x_d(k-1) + x_d(k-2)}{\Delta t^2} \\ \dot{e}(t) &\rightarrow \frac{e(k) - e(k-1)}{\Delta t} \end{aligned} \quad (14)$$

<82>

식 (14)를 식 (7)에 넣고 PID 제어기에서의 경우와 같이 다시 정리하면 식 (15)처럼 쓸 수 있다.

<83>

$$u(k) = u(k-1) + \bar{B}^{-1} \left(\frac{e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)}{\Delta t^2} + K_D \frac{e(k) - e(k-1)}{\Delta t} + K_P e(k) \right) \quad (15)$$

<84>

결국 식 (15)가 샘플링 데이터 시스템(sampled data system)에서 TDC의 형태가 된다.

<85>

식 (6)과 식 (15)를 비교해 보면 샘플링 데이터 시스템(sampled data system)에서 PID 제어기와 TDC가 같은 형태가 됨을 알 수 있다. 그러므로 PID 제어기의 게인과 TDC의 파라미터 사이에 다음의 Relationship 1이 성립하게 된다.

<86>

$$\text{Relationship 1 : } K = \frac{\bar{B}^{-1} \cdot K_D}{\Delta t} \quad T_D = K_D^{-1} \quad T_I = K_D \cdot K_P^{-1}$$

<87>

위의 Relationship 1을 살펴보면 Δt 는 제어 시스템의 sampling time이 되고 K_D , K_P 는 전체 폐루프 시스템의 오차 동역학을 결정하는 파라미터로써 설계자의 의도에 의해 결정이 되는 값이다. 그러므로 \bar{B}^{-1} 만 결정이 되면 자동적으로 PID 제어기의 게인들이 모두 결정되게 된다.

<88>

\bar{B}^{-1} 는 앞에서도 언급되었듯이 식 (8)을 만족하도록 선정을 하면 되는데 일반적으로 아래의 두 방법으로 결정이 된다.

<89>

$$1) \bar{B}^{-1} = \alpha I (\alpha \text{는 상수, } I \text{는 단위행렬})$$

<90>

$$2) \bar{B}^{-1} \text{는 상수 대각 행렬 } ((\bar{B}^{-1})_{ii} = \alpha_i (i=1, \dots, n))$$

<91>

Relationship 1을 바탕으로 PID 제어기의 체계적인 설계 과정은 도 4와 같이 나타낼 수 있다. 도 4에서 각 부분을 자세히 설명하면

<92> 수학적으로 2차 변수형태로 표현되는 멀티인풋 멀티아웃풋(Multi Input Multi Output) 타입의 제어 대상시스템을 선정하는 단계(S1000)와; 선정된 상기 제어 대상시스템에 대해 PID(Propotion Derivation Integration) 및 TDC(Time Delay Control)의 각 파라미터가 상관관계를 갖도록 유도하는 단계(S2000)와; 상기 제어 대상시스템의 기초가 되는 오차 동역학을 갖도록 고유주파수 벡터(ω) 및 감쇠비 벡터(ξ)를 결정하는 단계(S3000); 상기 결정된 고유주파수 벡터(ω) 및 감쇠비 벡터(ξ)를 기초로 상기 유도된 상관관계에서 상기 오차동역학을 갖도록 하는 상수대각 행렬 형태의 각 파라미터(K_D 와 K_p)를 결정하는 단계(S4000)와; 상기 제어 대상시스템의 샘플링 시간(Δt)을 결정하는 단계(S5000); 및 상기 상관관계를 기초로 PID 제어의 각 계인을 선정하는 단계(S6000)를 포함하여 이루어진다.

<93> 그리고, 상기 상관관계를 유도하는 단계(S2000)는,

<94> 상기 선정된 제어대상시스템에 대해 PID 제어기의 비례게인 행렬(K) 및 샘플링시간(Δt)을 공유파라미터로 유도하는 단계(S3100); 상기 유도된 PID 제어기에 대해 상기 TDC의 각 파라미터가 수학적으로 대응하도록 관계충족파라미터(B^{-1})를 공유파라미터로 유도하는 단계(S3200); 및 상기 대응하는 각 파라미터별로 개별 도출하여 정리(Relationship 1)하는 단계(S3300)로 이루어진다.

<95> 이하에서 이를 상세히 설명하면, .

<96> 먼저, S1000단계에서 수학적으로 2차 변수형태로 표현되는 멀티인풋 멀티아웃풋(Multi Input Multi Output) 타입의 제어 대상시스템을 선정하고, S2000 단계에서 선정된 상기 제어 대상시스템에 대해 PID(Propotion Derivation Integration) 및 TDC(Time Delay Control)의 각 파라미터가 상관관계를 갖도록 유도한다.

<97> 그리고, S3000단계는 대상 시스템이 따라가기를 원하는 오차 동역학을 결정하는 부분이다. 오차 동역학은 설계자에 의해 결정되는 것으로 고유 주파수 벡터(ω)와 감쇠비 벡터(ζ)의 선정으로 오차 동역학을 결정한다. S4000단계에서는 S3000단계에서 결정된 고유 주파수와 감쇠비 벡터를 바탕으로 K_D , K_P 를 결정한다. 고유 주파수 벡터 ω_n 의 i 번째 항을 ω_{ni} 라하고 감쇠비 벡터 ζ 의 i 번째 항을 ζ_i 라 하면 행렬 K_D , K_P 의 i 번째 대각 성분은 $k_{Di}=2\zeta_i\omega_{ni}$, $k_{Pi}=\omega_{ni}^2$ 의 관계를 통해 구해진다. S5000단계는 제어 시스템의 샘플링 타임(sampling time)을 결정하는 부분으로 가능한 작게 선정하는 것이 유리하지만 제어기의 하드웨어로 사용하는 컴퓨터의 CPU 속도에 의해 영향을 받는 값이다.

<98> 그리고, S3100 단계와 S3200 단계는 \bar{B}^{-1} 를 결정하는 부분으로 앞에서 언급한 두 가지 방법중 하나의 방법으로 식 (8)을 만족하도록 선정한다. 마지막으로 S3300단계에서 제안한 Relationship 1을 이용하여 PID 제어기의 게인들을 선정한다.

<99> (본 발명의 실시예)

<100> 실제 제안한 방법의 적용예를 살펴보자. 여기서 보인 적용예는 물리적인 대상 시스템으로 한 것이 아니고 컴퓨터 상에서 가상으로 대상 시스템을 만들어 적용 한 예이다.

<101> 대상 시스템으로는 도 5와 같은 6자유도 퓨마 타입(Puma type) 로봇 매니플레이터를 생각한다. 이 로봇은 B. Armstrong, O. Khatib, J. Burdick(1986)의 The explicit dynamic model and inertial parameters of the PUMA 560 arm - *IEEE Int. Conference on Robotics and Automations*, pp.510-518 논문에 나와 있는 모델이다. 로봇 매니플레이터의 동역학 식은 식 (17)과 같다.

<102>

$$M(\theta)\ddot{\theta} + V(\theta, \dot{\theta}) + G(\theta) + F(\theta, \dot{\theta}) = \tau$$

(17)

<103> 여기서 $M(\theta)$ 는 6×6인 관성 행렬이고 θ 는 6축의 회전각을 뜻하는 6×1 벡터, $V(\theta, \dot{\theta})$ 는 코리올리(Coriolis)력과 원심력의 나타내는 벡터, $G(\theta)$ 는 중력 벡터, $F(\theta, \dot{\theta})$ 는 마찰력이나 외란(disturbance)과 같이 모델링 되지 않은 힘을 나타내는 6×1 벡터, τ 는 관절에 가해지는 6×1 토크 벡터를 나타낸다. 식 (1)과 식 (17)를 비교해보면

$B(x, \dot{x}) \rightarrow M(\theta)^{-1}$ 이 된다. 도 4의 순서대로 설계를 해보면 다음과 같다.

<104> 편의상 6축 모두 오차 동역학의 pole이 5에 중근으로 있다고 가정한다. 이 경우 6축 모두 고유 진동수 $\omega_{ni}=5(i=1, \dots, 6)$, 감쇄비 $\zeta_{i=1}(i=1, \dots, 6)$ 가 된다.

<105> 여기서, 6축 모두 $k_{Di}=10$, $k_{Pi}=25(i=1, \dots, 6)$ 이 된다.

<106> 그리고, 제어기의 샘플링 타임(sampling time)은 $\Delta t=0.001\text{sec}$ 이고,

<107> 그리고, Puma 560의 경우 로봇 팔 부분과 손목부분으로 나누어져 있다. 이 두 부분은 질량 및 구조 차이로 인해 관성의 차이가 많이 나기 때문에 1,2,3축에 같은 값(α_1), 4,5,6축에 같은 값(α_2) 이렇게 두 개의 값을 사용한다.

<108>
$$\|I - M^{-1}\bar{M}\|_2 < \frac{1}{1 + [(1 + \beta_1\gamma_P)\gamma_D + \beta_2\gamma_{PD}]\Delta t} \rightarrow \|I - M^{-1}\bar{M}\|_2 < 0.9732$$

<109>
$$\bar{M} = \begin{bmatrix} \alpha_1 \cdot I_{3 \times 3} & 0 \\ 0 & \alpha_2 \cdot I_{3 \times 3} \end{bmatrix} \rightarrow \alpha_1 = 1.8 \quad \alpha_2 = 0.2$$
 이면 $\|I - M^{-1}\bar{M}\|_2 = 0.7663 < 0.9732$ 으로 만족.

<110> 이후, Relationship 1을 이용.

<111>

$$\begin{aligned} \tau_1(t) &= K_1 \left(e_1(t) + T_{D1} \dot{e}_1(t) + T_{I1}^{-1} \int_0^t e_1(\sigma) d\sigma \right) \\ \tau_6(t) &= K_6 \left(e_6(t) + T_{D6} \dot{e}_6(t) + T_{I6}^{-1} \int_0^t e_6(\sigma) d\sigma \right) \\ K_1 &= K_2 = K_3 = \frac{k_D \alpha_1}{\Delta t} = 180000 \quad T_{D1} = T_{D2} = T_{D3} = \frac{1}{k_D} = 0.1 \quad T_{I1} = T_{I2} = T_{I3} = \frac{k_D}{k_P} = 0.4 \\ K_4 &= K_5 = K_6 = \frac{k_D \alpha_2}{\Delta t} = 2000 \quad T_{D4} = T_{D5} = T_{D6} = \frac{1}{k_D} = 0.1 \quad T_{I4} = T_{I5} = T_{I6} = \frac{k_D}{k_P} = 0.4 \end{aligned}$$

<112>

계산하면 총 18개의 PID 제어기 게인들이 선정된다.

<113>

도 3에서 보여지는 $x^a(t)$ 는 6축 모두 식 (18)과 같다고 가정한다.

<114>

$$y_d = 80^\circ \sin(\pi/1.5 \cdot t) \quad (18)$$

<115>

제안한 방법으로 설계한 PID 제어기의 값을 사용하여 제어한 결과는 도 6a 와 도 6b에 보여진다.

<116>

도 6a은 응답오차 $e(t)$ 를 도표를 나타낸 것이고, 도 6b는 입력 토크(τ)를 도표로 나타낸 것이다. 도 6a 첫 번째 도면(상부도면)에서 solid선은 1축, dotted선은 2축, dash선은 3축을 의미하고 두 번째 도면(하부도면)에서 solid선은 4축, dotted선은 5축, dash선은 6축을 의미한다. 도 6b에서도 마찬가지로 첫 번째 도면(상부도면)에서 solid선은 1축, dotted선은 2축, dash선은 3축을 의미하고 두 번째 도면(하부도면)에서 solid선은 4축, dotted선은 5축, dash선은 6축을 의미한다. 도 6a와 도 6b를 보면 제안한 방법으로 설계한 PID 제어기의 적용 결과 6축 모두 제어가 잘 되었음을 알 수 있다.

【발명의 효과】

- <117> 본 발명의 효과는 PID 제어기 게인 선정시 작은 개수의 파라미터를 가지고 많은 수의 PID 제어기 게인들을 선정할 수 있다는 것이다. 앞의 실시예에서 볼 수 있듯이 6축 로봇 매니퓰레이터의 경우 선정하여야 할 PID 제어기의 게인은 총 18개이다. 하지만 단 두 개의 파라미터(α_1, α_2)로 18개의 게인들을 선정하였다.
- <118> 일반적으로 n 차 시스템이 되면 선정하여야 할 PID 제어기 게인은 총 $3n$ 개가 되지만 본 발명을 이용하면 한 개나 n 보다 작은 개수의 파라미터를 가지고 $3n$ 의 게인을 선정할 수 있다. 이것은 정확히 알 수 없는 경우에 즉 실제로 PID 제어를 tuning하여야 할 경우 $3n$ 개의 게인을 모두 동조(tuning)하지 않고 한 개나 n 보다 작은 개수의 게인 동조(tuning)를 통해 $3n$ 개의 게인을 모두 체계적으로 동조(tuning)할 수 있다는 장점을 갖게 된다.
- <119> 또한 종래 기술의 적용 시스템과 비교해 보면 본 발명에서 제안하는 방법의 적용 시스템이 선형 시스템 및 비선형 시스템을 포함하여 다루고 있고 또한 MIMO 시스템까지 가능하다는 것이다. 그리고 방법적인 면에서도 앞 단락에서 언급되었듯이 별도의 추가 장치 없이 제어기 컴퓨터(21)에서 프로그램으로 구현된 PID 제어기의 게인을 체계적으로 선정하고 동조(tuning)할 수 있다는 것이다.

【특허청구범위】

【청구항 1】

수학적으로 2차 변수형태로 표현되는 멀티인풋 멀티아웃풋(Multi Input Multi Output) 타입의 제어 대상시스템을 선정하는 단계(S1000);

선정된 상기 제어 대상시스템에 대해 PID(Propotion Derivation Integration) 및 TDC(Time Delay Control)의 각 파라미터가 상관관계를 갖도록 유도하는 단계(S2000);

상기 제어 대상시스템의 기초가 되는 오차 동역학을 갖도록 고유주파수 벡터(ω) 및 감쇠비 벡터(ξ)를 결정하는 단계(S3000);

상기 결정된 고유주파수 벡터(ω) 및 감쇠비 벡터(ξ)를 기초로 상기 유도된 상관관계에서 상기 오차동역학을 갖도록 하는 상수대각 행렬 형태의 각 파라미터(K_D 와 K_P)를 결정하는 단계(S4000);

상기 제어 대상시스템의 샘플링 시간(Δt)을 결정하는 단계(S5000); 및

상기 상관관계를 기초로 PID 제어의 각 계인을 선정하는 단계(S6000);를 포함하여 이루어지는 것을 특징으로 하는 PID 제어기의 최적 계인 선정방법.

【청구항 2】

제 1항에 있어서,

상기 상관관계를 유도하는 단계(S2000)는,

상기 선정된 제어대상시스템에 대해 PID 제어기의 비례계인 행렬(K) 및 샘플링시간(Δt)을 공유파라미터로 유도하는 단계(S3100);

상기 유도된 PID 제어기에 대해 상기 TDC의 각 파라미터가 수학적으로 대응하도록 관계충족파라미터(B^{-1})를 공유파라미터로 유도하는 단계(S3200); 및

상기 대응하는 각 파라미터별로 개별 도출하여 정리하는 단계(S3300);를 포함하는 것을 특징으로 하는 PID 제어기의 최적 게인 선정방법.

【청구항 3】

제 2항에 있어서,

상기 TDC에서 상기 관계충족파라미터(B^{-1})는 상수 및 단위행렬의 곱으로 표현되고, 상기 PID제어기에서의 비례게인행렬(K)에 수학적으로 대응되는 것을 특징으로 하는 PID 제어기의 최적 게인 선정방법.

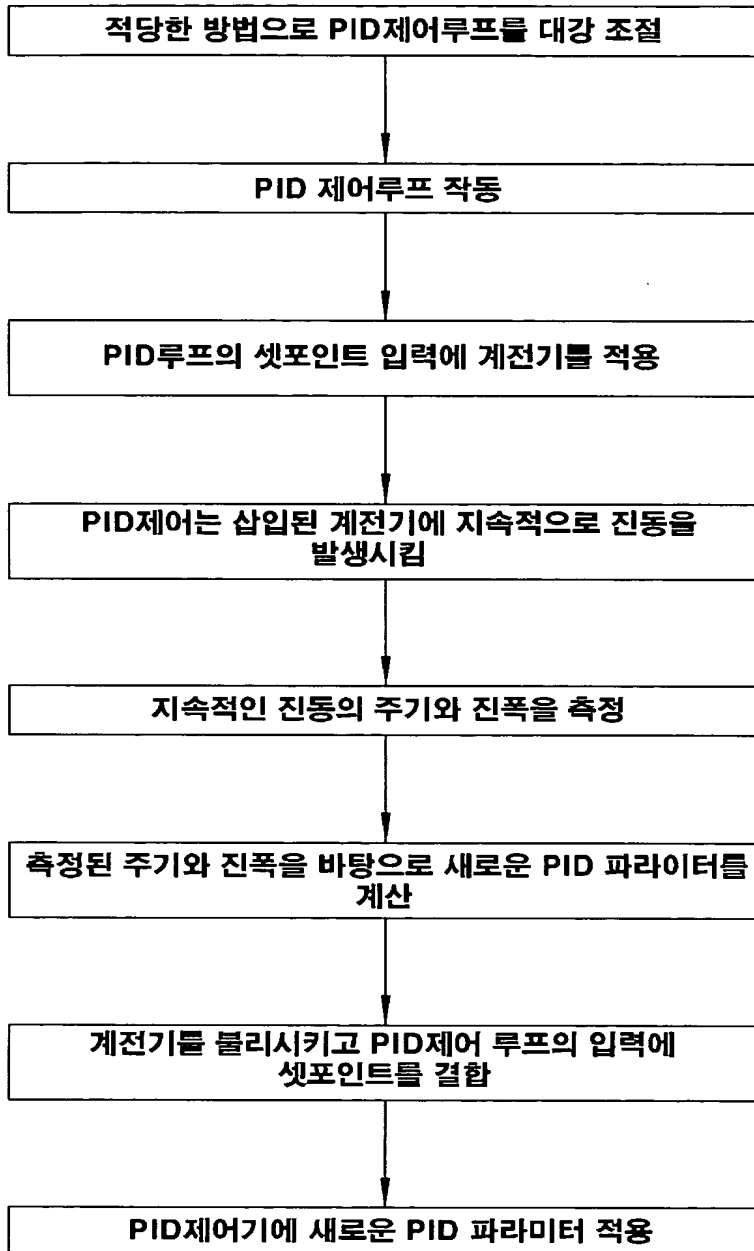
【청구항 4】

제 2항에 있어서,

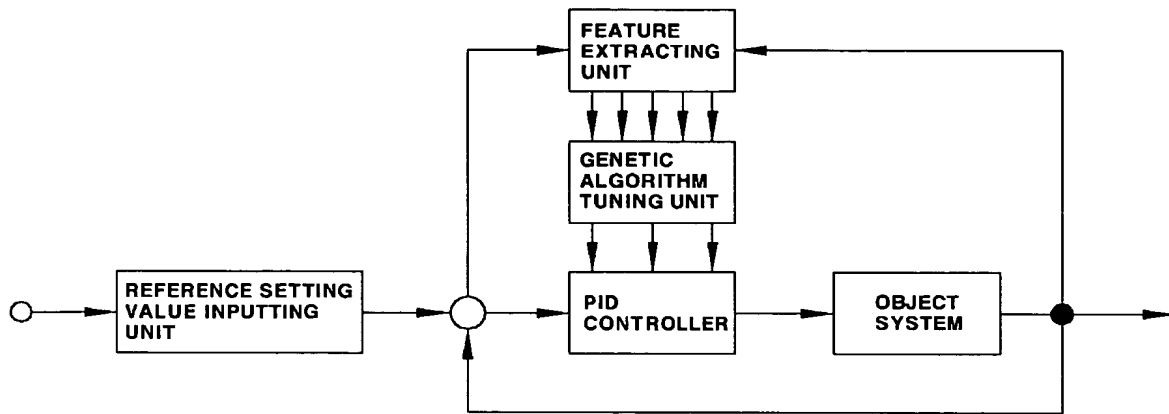
상기 PID제어기는 상기 제어대상시스템과 I/O 보드를 통해 전기적으로 연결되는 컴퓨터에 내장되어 각 파라미터별 상관관계를 입력된 소정조건에 따라 연산 처리하는 것을 특징으로 하는 PID 제어기의 최적 게인 선정방법.

【도면】

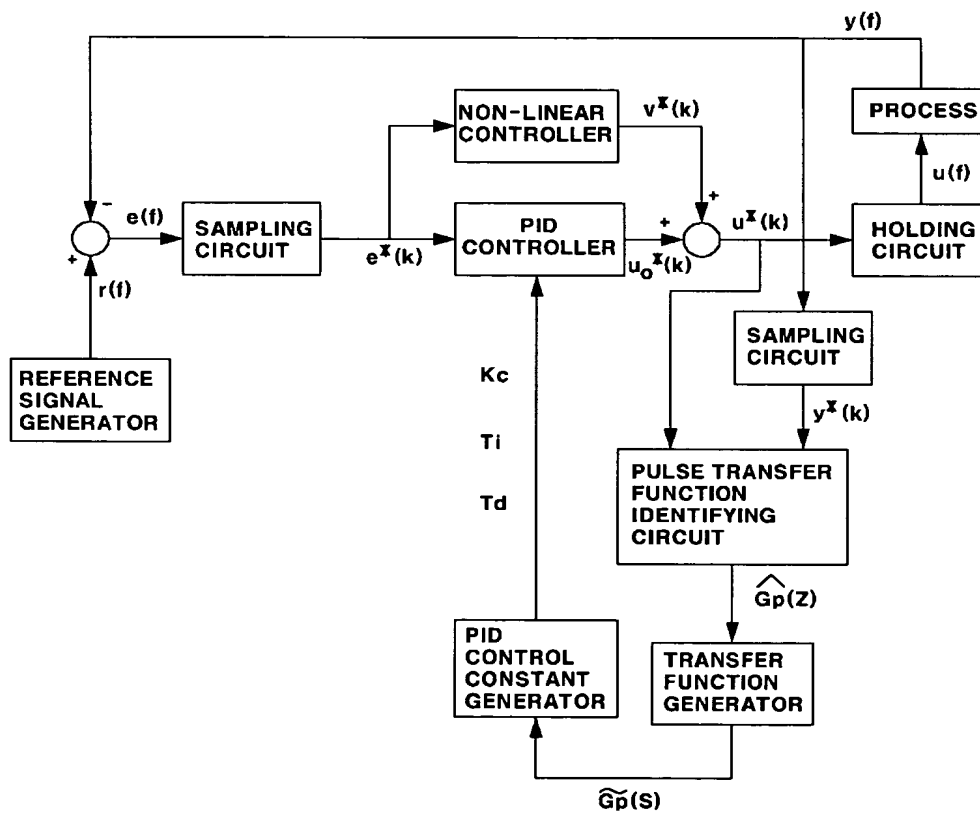
【도 1a】



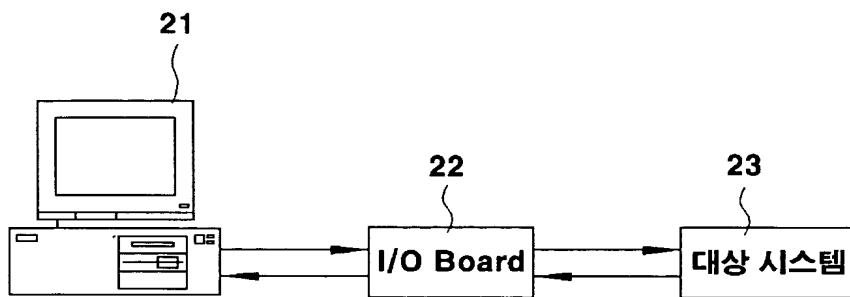
【도 1b】



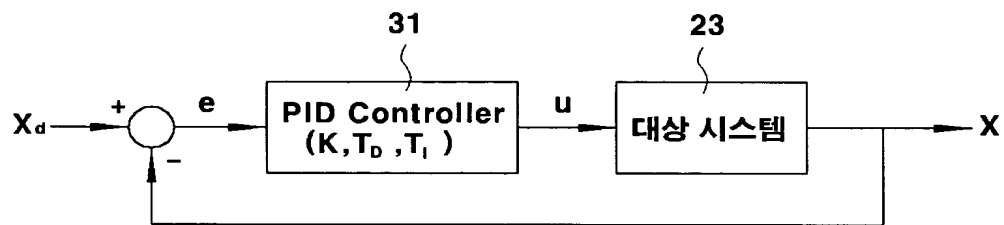
【도 1c】



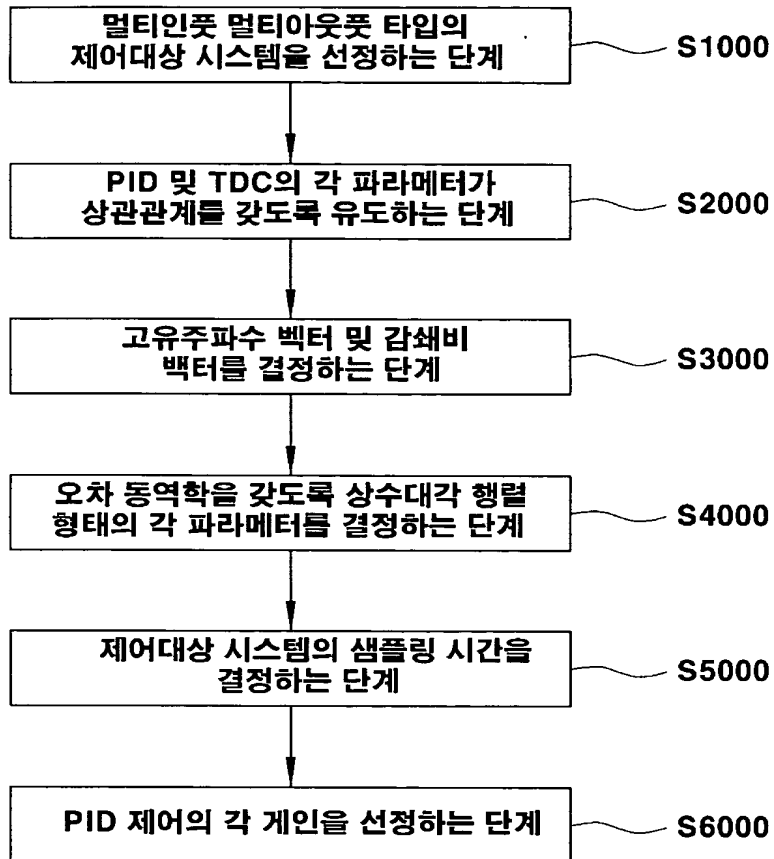
【도 2】



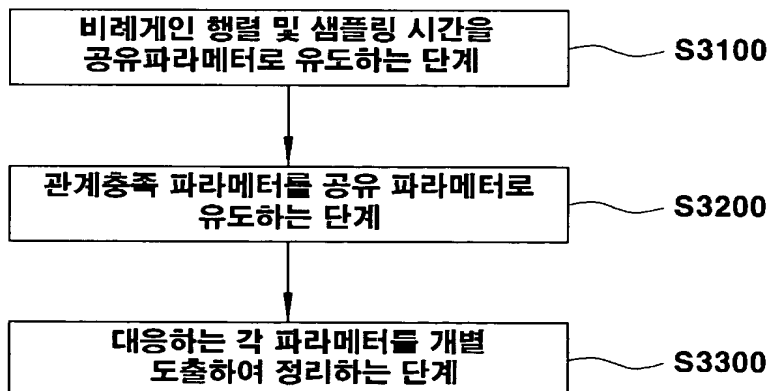
【도 3】



【도 4a】

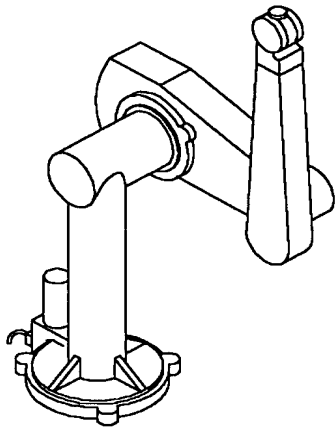


【도 4b】



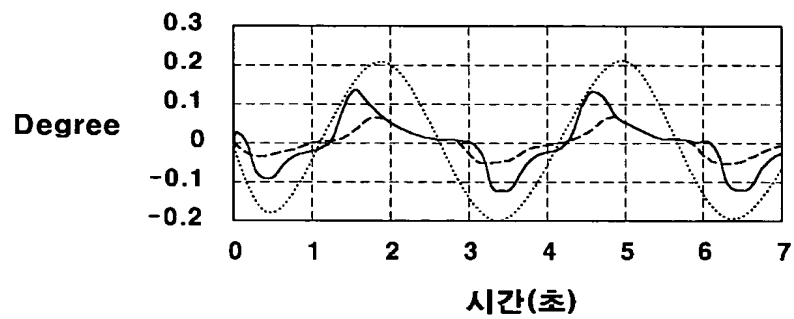


【도 5】

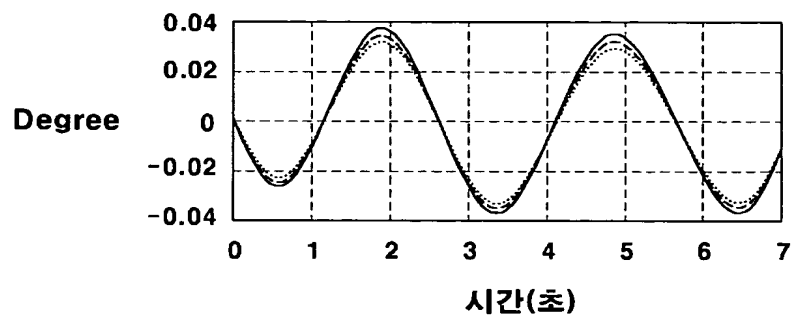


【도 6a】

1,2,3 조인트 각의 오류



4,5,6, 조인트 각의 오류



【도 6b】

